

**Prioritätsbescheinigung über die Einreichung
einer Patentanmeldung**

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

Aktenzeichen: 102 54 384.4

Anmeldetag: 17. November 2002

Anmelder/Inhaber: Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der
angewandten Forschung eV, München/DE

Bezeichnung: Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren für ein
MIMO-System mit einer rangadaptiven Anpassung
der Datenübertragungsrate

IPC: H 04 B 7/04

**Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ur-
sprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.**

München, den 28. November 2003
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Letang

Anmelderin

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der angewandten Forschung e.V.

5

Bezeichnung

Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren für ein MIMO-System mit einer rangadaptiven Anpassung der Datenübertragungsrate

10

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf ein bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren zur Parallelübertragung von digitalen Sendedatenströmen in regulären und singulären Funkkanälen eines Multiple-Input-Multiple-Output-Funkübertragungssystems (MIMO-System) mit n_T Sendeantennen und n_R Empfangsantennen.

15

Ausgehend von der Erkenntnis von Foschini und Gans, dass die Kapazität von Mobilfunksystemen durch gleichzeitige Nutzung von mehreren Antennen am Sender und am Empfänger wesentlich erhöht werden kann, hat sich in den letzten Jahren ein neues Forschungsgebiet im Mobilfunk entwickelt. Durch frühere Systemansätze, wie z.B. das bekannte BLAST-System [1] wurde die prinzipielle Struktur solcher MIMO-Systeme aufgeklärt. Grundsätzlich werden mehrere Datenströme gleichzeitig auf derselben Frequenz, zu demselben Zeitpunkt und gegebenenfalls, auch mit demselben Spreizcode übertragen. Das kann durch eine vektorielle Übertragungsgleichung der Art

20

25

30

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{n}$$

(a)

beschrieben werden, wobei \mathbf{x} ein Vektor (gekennzeichnet durch fette Schreibweise) mit den gleichzeitig gesendeten Signalen, \mathbf{y} ein Vektor mit allen Empfangssignalen und \mathbf{n} ein Vektor mit dem isotropen Empfängerrauschen ist. Für die Ausnutzung der verfügbaren Kanalkapazität ist die möglichst perfekte Kenntnis der Übertragungseigenschaften des MIMO-Kanals zwingend notwendig, das heißt, die Eigenschaften der Basisband-Kanalmatrix \mathbf{H} mit den komplexen Übertragungskoeffizienten zwischen jeder Sende- und jeder Empfangsantenne müssen empfangsseitig und gegebenenfalls auch sendeseitig hinreichend bekannt sein. Das kann beispielsweise durch bekannte Schätzverfahren auf der Basis von Trainingssequenzen erreicht werden. Im Folgenden wird \mathbf{H} so normiert, dass der mittlere Pfadverlust gleich 1 ist. Die grundsätzlich nicht kausale Kanalkennntnis auf der Sendeseite kann beispielsweise über einen Rückkanal von der Empfangsseite erlangt werden, solange sich der MIMO-Kanal zeitlich nicht verändert hat. Im Zeitduplex (time division duplex, TDD, z.B. wireless LAN, UMTS-TDD) kann man aufgrund der Reziprozität des Kanals auch die Kanalkennntnis aus der Gegenrichtung benutzen, wodurch der Rückkanal wegfällt. Hierauf aufbauend kann man dann lineare oder nicht-lineare Signalverarbeitung auf der Empfangsseite und ggf. auch auf der Sendeseite anwenden, um die gleichzeitig gesendeten Datensignale wieder voneinander zu separieren. Dies entspricht einer Auflösung des linearen Gleichungssystems gemäß Gleichung (a) nach dem Sendevektor \mathbf{x} .

Die aktuell bekannten Systemansätze gehen meist von den wesentlichen Annahmen aus, dass sendeseitig das Übertragungsverhalten des Kanals nicht bekannt ist und dass die Kanalkoeffizienten voneinander unabhängige, gleichartig verteilte (engl.: independently and identically distributed, i.i.d.) Zufallszahlen gemäß einer komplexwertigen Gaußverteilung sind (Rayleigh-Kanal). Kanalkennntnis nur am Empfänger ist eine sinnvolle Annahme für Frequenzduplex-Systeme ((FDD, viele Mobilfunknetze, z.B. GSM, UMTS-FDD), in denen die Kanalreziprozität nicht gilt und die oben erwähnte

Rückübertragung der Kanalkoeffizienten eine zu große Bandbreite benötigen würde. Die Algorithmen zur rein empfangsseitigen Separation der Datenströme werden allerdings umso komplexer, je näher sie an die theoretisch mögliche Kapazitätsgrenze heranführen. Das Optimum stellt die sogenannte „Maximum-Likelihood Detektion“ (MLD) dar. Diese Detektion ist jedoch so aufwändig, dass sie in echtzeitfähigen Systemen bei realistischen Datenraten nicht einsetzbar ist. Deshalb werden zumeist weniger komplexe, suboptimale Methoden mit direkter oder rekursiver Interferenzreduktion eingesetzt, wie z.B. Zero-Forcing- oder V-BLAST-Verfahren [1].

Diese suboptimalen Methoden zeigen aber ein grundlegendes Problem, wenn die zweite Annahme verletzt ist. Die Annahme einer i.i.d.-Gaußverteilung ist nur dann zutreffend, wenn im Übertragungskanal eine Vielzahl von Echo-signalen auftreten. In Umgebungen mit wenig Streuung, beispielsweise bei direktem Sichtkontakt eines mobilen Empfangsgeräts auf einem freien Feld zu einem hohen, weit entfernten Sendemast, sind die Einträge in der Kanalmatrix nicht mehr unabhängig voneinander verteilt und es kommt zu Korrelationen zwischen den Empfangssignalen. Im genannten Beispiel wären die Signale nur gegeneinander phasenverschoben, hätten aber aufgrund der nahezu gleichen Entfernung zum Sender annähernd die gleiche Amplitude, wenn keine Abschattungen vorliegen. Es ist gut bekannt, dass korrelierte Kanäle generell eine geringere Übertragungskapazität als Rayleigh-Kanäle haben, sodass über sie auch nur weniger Informationen übertragen werden können.

Im Extremfall von auftretenden Korrelationen wird die Kanalmatrix \mathbf{H} singulär, das heißt, es existiert auch keine endliche pseudoinverse Matrix mehr. Darauf aufbauende Signalverarbeitungsverfahren sind somit nicht anwendbar. Singularitäten können sogar auch ohne Korrelationen auftreten („keyhole-Kanäle“). Wird auf solche Kanäle die Singulärwertzerlegung ($\text{SVD}(\mathbf{H}) = \mathbf{U} \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{V}^H$) mit einer Überführung des komplexen MIMO-Kanals in eine sender- und eine empfangsseitige Transformationsmatrix \mathbf{V} resp. \mathbf{U} und eine quasi-Diagonalmatrix \mathbf{D} angewendet, bei der auf der linken oberen Hauptdiagonale die

geordneten, aus den subkanal-charakteristischen Eigenwerten λ_i abgeleiteten Singulärwerte $\sqrt{\lambda_i}$ und ansonsten Nullen stehen, ist ersichtlich, dass einer oder mehrere der Singulärwerte im obigen Beispiel nahe bei Null liegen. Im Folgenden wird anhand des sehr einfachen Zero-Forcing-Verfahrens kurz erläutert, warum die Signalverarbeitung in singulären Kanälen so schwierig ist. Wird mit Hilfe der SVD beispielsweise die linksseitige pseudoinverse Matrix $\mathbf{H}^{-1} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{D}^{-1} \cdot \mathbf{U}^H$ gebildet, handelt es sich auch bei \mathbf{D}^{-1} um eine quasi-diagonale Matrix, bei der auf der linken oberen Hauptdiagonale die inversen Singulärwerte $1/\sqrt{\lambda_i}$ und ansonsten Nullen stehen. Bei der empfangsseitigen Signalrekonstruktion, die einer Auflösung des obigen Gleichungssystems (a) entspricht, im Zero-Forcing -Verfahren wird der empfangene Signalvektor \mathbf{y} mit \mathbf{H}^{-1} multipliziert. Es gilt (rekonstruierte Signale sind mit einem Apostroph gekennzeichnet) :

$$\mathbf{x}' = \mathbf{x} + \mathbf{H}^{-1} \cdot \mathbf{n} \quad (\text{b})$$

Vom Signaldetektor aus gesehen wird also auch das Rauschen mit \mathbf{H}^{-1} multipliziert. Ist nun einer oder mehrere Singulärwerte wie im obigen Beispiel gleich null oder liegt auch nur nahe bei Null, dann sind die entsprechenden Inverswerte in \mathbf{H}^{-1} sehr groß. Folglich wird das Rauschen massiv angehoben und bei der Entscheidung für ein Datensymbol werden in allen Datenströmen viele Fehler gemacht. Das Rauschen ist in jedem Fall nicht mehr isotrop verteilt. Mit Ausnahme der MLD, die für praktische Anwendungen jedoch viel zu komplex ist, haben daher alle bekannten Signalverarbeitungsverfahren erhebliche Probleme in singulären Kanälen. Eine allgemeinere, mathematische Beschreibung dieses Problems beruht auf Kapazitätsbetrachtungen. Aus diesen kann die effektive Dimension des Signalraums (Effective Degrees Of Freedom, EDOF) abgeleitet werden, die u.a. vom Verhältnis der Sendeleistung zur Rauschleistung am Empfänger bestimmt wird [2]. Diese Größe hängt außerdem ganz empfindlich von der Größe der auftretenden Singulärwerte ab. Je mehr Singulärwerte nahe bei Null sind, desto weniger Dimensionen hat der

Signalraum, zumindest bei einem kleinen Signal-zu-Rausch-Verhältnis. Sollen mehrere Datenströme parallel übertragen werden, dann sollte daher die Anzahl der Datenströme an die effektive Dimension des Signalraums EDOF angepasst sein. Anderenfalls kommt es zumindest bei den einfachen Übertragungsverfahren, die auf Projektionstechniken beruhen, zu erheblichen Fehlern bei der Datenübertragung.

Aufgrund ihrer Relevanz für den Mobilfunk werden derzeit weitestgehend nur Signalverarbeitungsverfahren für FDD-Systeme betrachtet. In diesen Übertragungssystemen existiert im Allgemeinen keine sendeseitige Kanalkennntnis, es erfolgt eine rein empfangsseitige Signalverarbeitung. In der Literatur wird beispielsweise vorgeschlagen, bei auftretenden singulären Subkanälen Sendeantennen "hart" abzuschalten, das heißt, die entsprechenden Datenströme einfach nicht zu übertragen [3]. Eine Leistungsregelung findet hier nicht statt. In dem Lucent-Vorschlag für die Erweiterung des UMTS-Standards [4] wird dagegen ein "sanftes" Abschalten der Sendeantennen benutzt. Die Modulation und Kodierung wird empfangsseitig für jeden Datenstrom gesondert an die Übertragungseigenschaften angepasst. Die Auswahl des Modulations- und Kodierverfahrens erfolgt jedoch am Empfänger auf der Grundlage dort vorliegender Kanalkennntnis und unter Einbeziehung der Eigenschaften der räumlichen Signalverarbeitung. Diese Information wird dem Sender dann über einen Rückkanal mitgeteilt, was im Vergleich zur Übertragung der gesamten Kanalmatrix weniger Bandbreite benötigt. Allerdings fehlen bislang gesicherte Erkenntnisse, wie effizient diese Verfahren mit der verfügbaren Kapazität in singulären Kanälen wirklich umgehen können.

Der nächstliegende Stand der Technik, von dem die Erfindung ausgeht, wird in [5] beschrieben. In dieser Arbeit wird für ein Übertragungssystem der eingangs beschriebenen Art vorgeschlagen, das LCI-Verfahren (Linear Channel Inversion) für WLAN-Applikationen, speziell für die Abwärtsstrecke, einzusetzen. Da WLANs zumeist innerhalb von Räumen eingesetzt werden, sind die

Vorraussetzungen für ein MIMO-System ähnlich wie in einem i.i.d. Rayleigh-Übertragungskanal und folglich sehr gut. Das Verfahren an sich hat den Vorteil, dass empfangsseitig weder eine Kanalkenntnis noch eine Signalverarbeitung erforderlich ist, sodass preiswerte Empfangsgeräte verwendet werden können. Speziell in singulären Kanälen zeigt aber auch das LCI-Verfahren – wie die bekannten ZF- und BLAST-Verfahren - erhebliche Probleme. Auch die rein sendeseitige Signalverarbeitung hat den Nachteil, dass die nur schwer vorhersagbaren Eigenschaften der Signalverarbeitung mit in die zu treffende Auswahl des Modulations- und Kodierverfahrens für die einzelnen Datenströme einfließen. Dabei werden alle Datensignale mehr oder weniger gleichmäßig auf grundsätzlich alle Eigenvektoren verteilt. Durch das Arbeiten mit einer festen Anzahl von Datenströmen, d.h. auch mit einer konstanten Datenrate, erhöhen die zu kleinen Eigenwerte dann jedoch die Bitfehlerrate für die gesamte Übertragung. Die Bitfehlerrate steigt somit in singulären Subkanälen dramatisch an. Ursache hierfür ist die Invertierung von Singulärwerten gleich oder nahe bei null. In solchen Kanälen ist dann eine unverhältnismäßig hohe Sendeleistung erforderlich, um die Sendedaten zuverlässig übertragen zu können. Das bekannte LCI-Verfahren ist daher ebenso wie die Verfahren mit rein empfängerseitiger Kanalkenntnis nur für Kanäle mit ausreichender Signalstreuung, die in der Regel nur im Innenraumbereich oder in stark bebauten Gebieten (z.B. Straßenzüge in Großstädten) zu finden sind, und bei konstanter Übertragungsdatenrate zufriedenstellend einsetzbar.

- 25 Die **Aufgabe** für die vorliegende Erfindung besteht daher darin, ausgehend von dem bekannten linearen Signalverarbeitungsverfahren ein modifiziertes Signalverarbeitungsverfahren anzugeben, das sowohl im Innenraumbereich als auch im Freien eine sichere und gegen Störungen unempfindliche Datenübertragung gewährleistet. Dabei soll die erforderliche maximale Sendeleistung möglichst gering und konstant sein. Das erfindungsgemäße Signalverarbeitungsverfahren soll geringkomplex und damit echtzeitfähig sein.

Außerdem soll es preiswert in der praktischen Umsetzung sein. Die erfindungsgemäße **Lösung** für diese Aufgabe ist dem Anspruch 1 zu entnehmen. Vorteilhafte Weiterbildungen des erfindungsgemäßen Signalverarbeitungsverfahrens sind in den Unteransprüchen aufgeführt. Im Folgenden wird die
5 Erfindung in ihrem Gesamterscheinungsbild und auch in Bezug auf die vorteilhaften Weiterbildungen näher erläutert.

Das erfindungsgemäße Signalverarbeitungsverfahren beruht auf der Erkenntnis, dass das Invertieren von sehr kleinen – schlechten - Singulärwerten der kritische Punkt ist, warum die Bitfehlerrate in singulären Kanälen so
10 dramatisch ansteigt. Es muss es also unbedingt vermieden werden, die Sendesignale auf die zu den sehr kleinen Singulärwerten gehörenden Eigenvektoren abzubilden. Bei dem erfindungsgemäßen Signalverarbeitungsverfahren erfolgt die Signalverarbeitung deshalb direkt im Eigenvektorraum von HH^H mit einer
15 exakten Zuordnung der einzelnen Datenströme zu den Eigenvektoren bzw. Subkanälen. Subkanäle bzw. Eigenvektoren mit zu kleinen Eigenwerten können dann durch das Weglassen von Datenströmen einfach abgeschaltet werden. Durch die zyklische Überprüfung der Qualität der einzelnen Subkanäle beim erfindungsgemäßen Signalverarbeitungsverfahren können diese bei einer
20 Verbesserung der Übertragungsqualität dann auch wieder zugeschaltet werden. Mit dem erfindungsgemäßen Signalverarbeitungsverfahren werden also die Subkanäle nur in Abhängigkeit von ihrer Übertragungsqualität belegt, wodurch ständig die Anzahl der n_d aktuell genutzten Subkanäle variieren kann. Durch die Nutzung nur der geeigneten Subkanäle geht auch keine
25 Sendeleistung auf schlechten Subkanälen verloren. Vielmehr kann die maximale Sendeleistung, die nunmehr einen relativ kleinen Wert annehmen und weitgehend konstant gehalten werden kann, optimal auf die genutzten Subkanäle verteilt werden. Einen Einfluss auf die Leistungsverteilung hat dabei auch die Wahl des günstigsten Modulations- und Kodierverfahren. Das
30 erfindungsgemäße Signalverarbeitungsverfahren stellt damit ein rangadaptives Verfahren für ein einfaches Verbindungsschema im Übertragungskanal dar,

das sowohl im Innenraum als auch im Außenbereich und damit in beliebiger Umgebung – auch mit auftretenden Singularitäten - eine sichere Datenübertragung garantiert. Dabei ist die Datenrate durch die zeitlich unterschiedliche Belegung der Subkanäle zwar variabel (für Funktionen außerhalb einer direkten Sprach- oder Videokommunikation ist jedoch eine variable Datenrate unkritisch), es können aber eine konstant niedrige Sendeleistung und eine sehr geringe Bitfehlerrate garantiert werden. Zudem wird die Verbindung erst dann unterbrochen, wenn die Sendeleistung auch zur Unterstützung eines einzelnen Datenstroms nicht mehr ausreicht. Daher kann die Verbindung auch über größere Entfernungen und in singulären Kanälen noch aufrechterhalten werden, d.h. die Reichweite erhöht sich.

Das erfindungsgemäße Signalverarbeitungsverfahren mit seiner Signalprozessierung am Sender im Eigenvektorraum von $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ und der Konstanthaltung der Leistung ist ein stufenweiser Kompromiss zwischen dem räumlichen Multiplexing (Parallelübertragung von Datenströmen) im MIMO-System aufgrund der aktuellen Kanalbelegung auf der einen Seite und der erreichbaren Diversität (Mehrfachempfang) für die benutzten Datenströme als Maß für die Verringerung der Bitfehlerrate bei einer Erhöhung der maximalen Sendeleistung auf der anderen Seite. Die Übertragungsrate wird optimal an die effektive Dimension des Signalraumes angepasst. Dabei wird eine Kanalüberlastung bezüglich seiner Kapazität vermieden. Es reicht jedoch eine Signalverarbeitung allein nicht aus, sondern es müssen in den Optimierungsprozess im Hinblick auf die Kanaleigenschaften zusätzlich auch die Modulation und Kodierung der Datenströme einbezogen werden. Nur durch die richtige Kombination der einzelnen Anpassungsmöglichkeiten kann ein optimaler Datendurchsatz bei konstant niedriger Sendeleistung erreicht werden. Die Anzahl der aktuell benutzten Subkanäle richtet sich daher nach dieser Kombination. Mitunter kann es z.B. günstiger sein, ein Kodier- und Modulationsschema mit höherer spektraler Effizienz zu benutzen und dafür stark rauschende Kanäle abzuschalten. Diesem Umstand wird durch die

zyklische Wiederholung des erfindungsgemäßen Signalverarbeitungsverfahrens Rechnung getragen, wobei sich die Häufigkeit nach den zeitlichen Änderungen der Kanaleigenschaften richtet.

- 5 Das Signalverarbeitungsverfahren nach der Erfindung beschäftigt sich insbesondere mit Übertragungssystemen im TDD-Modus (z.B. wireless LAN, UMTS-TDD), bei denen die Kanalkennntnis am Sender verfügbar ist. Die Erfindung greift zum Teil auf theoretische Erkenntnisse zur Optimierung der informationstheoretischen Kapazität zurück, speziell auf das sogenannte „Waterfilling“. Allgemein kann die Kapazität eines MIMO-Kanals in der Form
- 10

$$C = \log_2 \det \left(1 + \frac{1}{P_N} \mathbf{H} \mathbf{R} \mathbf{H}^H \right) \quad (\text{c})$$

- dargestellt werden. Grundsätzlich ist die Kapazität maximal, wenn die
- 15 Sendekovarianzmatrix \mathbf{R} im Eigenvektorraum von $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ diagonal ist. Man kann zum Auffinden der optimalen Hauptdiagonalelemente P_i von \mathbf{R} , die die Leistungsverteilung auf die einzelnen Eigenvektoren von $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ angeben, die Methode der Lagrange-Multiplikatoren anwenden (Optimierung mit der Randbedingung, dass die Gesamtsendeleistung endlich ist). Dabei ergibt sich
- 20 ein einfaches Gleichungssystem. Es fordert, dass die Summe aus P_i und einem Rauschterm N_i , der sich aus den obigen Singulärwerten von \mathbf{H} ergibt, für alle Eigenvektoren gleich einer zunächst unbekannten Konstanten μ sein soll. Das Ergebnis wird in der **Figur 1** zum Stand der Technik für einen zufälligen 4x4-Kanal veranschaulicht. Die Konstante μ kann man iterativ in einem
- 25 echtzeitfähigen Algorithmus bestimmen und damit ist dann auch die Leistungsverteilung bekannt. Es zeigt sich, dass es aus der Sicht der Kapazität relativ oft das Effizienteste ist, Kanäle abzuschalten und die so freiwerdende Leistung auf bessere Kanäle umzuverteilen.

Der wesentliche Ansatz in der vorliegenden Erfindung ist, dass das Water-Filling-Prinzip und auch das Prinzip der adaptiven Kanalinversion als eine vereinfachte sub-optimale Form davon mit einer strukturell sehr einfachen, insbesondere linearen Signalverarbeitung direkt im Raum der Eigenvektoren von $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ umgesetzt werden können, wenn sende- und empfangsseitig die Kanalmatrix \mathbf{H} hinreichend genau bekannt ist, also speziell in TDD-Systemen. Durch die sendeseitige Kanalkennntnis vereinfacht sich der Systemaufbau erheblich und man kann mit simplen Übertragungsverfahren sehr nahe an die Kapazitätsgrenze des Kanals gelangen. Die beidseitige Kanalkennntnis ermöglicht insbesondere eine einfache Anpassung der Übertragungsrate an die gegebenen Kanaleigenschaften, wodurch u.a. auch eine zuverlässige Übertragung in singulären Kanälen mit präzise vorhersagbaren Fehlerraten möglich wird. Hierdurch vereinfacht sich auch die Auswahl des geeigneten Modulations- und Kodierverfahrens erheblich. In einer erweiterten Form der Erfindung können die statistischen Schwankungen der Sendeleistung bereits vorab herausgerechnet werden, die normalerweise durch die senderseitige Signalverarbeitung entstehen. Dadurch können dann kostengünstigere Verstärker mit hohem Wirkungsgrad eingesetzt werden.

Zum weiteren Verständnis der Erfindung wird diese anhand der einzelnen Verfahrensschritte im Folgenden näher erläutert. Dabei umfasst das bidirektionale Signalverarbeitungsverfahren zur robusten Parallelübertragung von digitalen Sendedatenströmen in regulären und singulären Subkanälen eines Multiple-Input-Multiple-Output-Funkübertragungssystems (MIMO -System) mit n_T Sendeantennen und n_R Empfangsantennen mit einer rangadaptiven Anpassung der Datenübertragungsrate an die aktuell gesamtverfügbare Kanalkapazität unter Konstanthaltung der maximalen Sendeleistung P_{ges} als Summe aller Subkanalleistungen P_i mit $i = 1 \dots \min(n_T, n_R)$, wobei die bezüglich der Kanalmatrix \mathbf{H} rangadaptive Anpassung der Datenübertragungsrate an die aktuell verfügbare Kanalkapazität mittels einer fortlaufend an das aktuelle Kanalverhalten angepassten Variation von n_d

aktuell benutzten Subkanälen und der spektralen Effizienz K des zumindest einen gewählten Kodier- und Modulationsverfahrens erfolgt, folgende zyklisch zu wiederholende Verfahrensschritte :

- 5 I) Ermittlung der Kanalmatrix \mathbf{H} auf der Sende- und der Empfangsseite des MIMO-Systems gemäß

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

mit
10 \mathbf{y} = Empfangsvektor
 \mathbf{x} = Sendevektor
 \mathbf{n} = Rauschvektor

Zunächst benötigt man die Kanalkennntnis \mathbf{H} am Sender und am Empfänger. Hierzu werden beispielsweise in einer Trainingsperiode nacheinander kurze
15 Trainings- oder Pilotsequenzen in beide Richtungen der Verbindung gesendet, anhand derer die Gegenstelle jeweils die Kanalmatrix schätzt. Diese Information kann dann je nach aktueller Senderichtung entweder für die senderseitige oder für die empfangsseitige Signalverarbeitung benutzt werden. Es wird davon ausgegangen, dass hinreichend lange Sequenzen verwendet
20 werden, so dass der Schätzfehler vernachlässigbar ist. Eine Rückmeldung der Kanalmatrix an den Sender über einen Rückkanal vom Empfänger ist auch möglich.

25 II) Singulärwertzerlegung $\text{SVD}(\mathbf{H}) = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H$ der bekannten Kanalmatrix \mathbf{H} mit dem maximalen Rang $\min(n_T, n_R)$ auf der Sendeseite und auf der Empfangsseite des MIMO-Systems zur Ermittlung der unitären Transformationsmatrizen \mathbf{U} und \mathbf{V} sowie der Diagonalmatrix \mathbf{D} mit den aus den Eigenwerten λ_i der Subkanäle abgeleiteten, geordneten Singulärwerten $\sqrt{\lambda_i}$ auf der linken Hauptdiagonalen.

Anhand der bekannten Kanalmatrix \mathbf{H} wird auf beiden Seiten eine Singulärwertzerlegung der Kanalmatrix durchgeführt, d.h. die Matrizen \mathbf{U} , \mathbf{D} und \mathbf{V} sind auf beiden Seiten bekannt.

- 5 III) Modifikation des Sendedatenvektors \mathbf{x} auf der Sendeseite des MIMO-Systems durch eine lineare Matrix-Vektor-Multiplikation gemäß

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\gamma} \mathbf{V} \mathbf{Q} \mathbf{d} \quad (2)$$

mit $\gamma = \sqrt{\sum_{i=1}^{n_d} \frac{P_i}{P_{ges}}} =$ Verstärkungsfaktor zur Beschränkung der Gesamt-
sendeleistung P_{ges} ,

10 mit $\mathbf{V} =$ rechte unitäre Transformationsmatrix gemäß II)

mit $\mathbf{Q} =$ diagonale Sendematrix mit den Werten $\sqrt{P_i}$ auf der linken
Hauptdiagonalen und

mit $\mathbf{d} =$ aktueller Sendedatenvektor mit der veränderlichen Länge
 $n_d \leq \min(n_T, n_R)$ aus der Unterstützung von n_d Subkanälen zur
15 Parallelübertragung der Sendedatenströme

Am Sender wird der Datenvektor \mathbf{d} durch eine lineare Matrix-Vektor-
Multiplikation modifiziert. Dabei wird die Konstante γ eingeführt, um die Sende-
leistung zu beschränken bzw. konstant zu halten. Prinzipiell ist dabei die Länge
20 des Datenvektors \mathbf{d} , d.h. die Anzahl der Datenströme n_d variabel.

IV) Multiplikation des aktuell empfangenen Sendedatenvektors \mathbf{d}' auf der
Empfangsseite des MIMO-Systems mit $\gamma \mathbf{U}^H$, woraus durch Einsetzen gemäß
I) und II) folgt

$$\mathbf{d}^* = \gamma \mathbf{U}^H \mathbf{y} = \mathbf{D} \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{d} + \gamma \mathbf{U}^H \mathbf{n} \quad (3)$$

Es gilt : $d^* = \gamma \cdot \tilde{y}$ (die Tilde kennzeichnet die Koordinaten des Empfangsvektors bzgl. der normierten Eigenvektoren im Empfangsraum)

$$\Rightarrow \tilde{y} = U^H \cdot y = U^H \cdot U D V^H \cdot x + U^H n = U^H U \cdot D \cdot V^H \cdot \frac{1}{\gamma} \cdot V \cdot Q \cdot d + U^H n$$

$$\Rightarrow \tilde{y} = D \cdot Q \cdot d \cdot \frac{1}{\gamma} + U^H n$$

Die Matrizen **D** und **Q** sind Diagonalmatrizen. Die Eigenwerte des Kanals in **D**² heißen $\lambda_1, \dots, \lambda_{n_d}$. Für die Gleichung (3) erhält man somit n_d Gleichungen der Art gemäß Verfahrensschritt V. Bei einer Betrachtung der effektiven Übertragungskanäle für die Datensignale zeigen sich die so erzeugten Subkanäle transparent, das heißt, sie weisen kein Übersprechen zum Nachbarkanal auf. Der Rauschvektor **n** wird durch die Multiplikation mit der unitären Matrix **U**^H gedreht. Dabei bleibt die isotrope Wahrscheinlichkeitsdichte erhalten, somit weisen die erzeugten Subkanäle eine vollkommen isotrope Rauschverteilung auf. Die abschließende Multiplikation mit γ verstärkt oder reduziert je nach Wahl von γ das Rauschen. Vergleiche zu den Schritten III und IV die **Figur 2**.

V) Ermittlung der n_d Komponenten d_k^* des aktuell empfangenen, modifizierten Sendedatenvektors d^* nach IV) gemäß

$$d_k^* = \sqrt{\lambda_k \cdot P_k} \cdot d_k + \gamma \cdot \tilde{n}_k \quad (4)$$

mit $k = 1 \dots n_d$

Analog zu Schritt IV gilt hier auch : $\tilde{y}_k = \sqrt{\lambda_k P_k} \cdot \frac{d_k}{\gamma} + \tilde{n}_k$

VI) Wahl der Subkanalleistungen P_i gemäß

a) mit einer optimal-rangadaptiven Unterstützung aller Subkanäle $P_i > 0$ nach dem Water-Filling-Prinzip WF gemäß

$$P_i = \left(\mu - \frac{\sigma_n^2}{\lambda_i} \right)^+ \quad (5)$$

mit $(a)^+ = 0$ für $a = 0$ und $(a)^+ = a$ für $a > 0$

mit $\mu =$ Füllfaktor, der so gewählt wird, dass gilt $\sum_{i=1}^{n_d} P_i = P_{ges} \Rightarrow \gamma = 1$

5 mit $\sigma_n^2 =$ Rauschleistung am Empfänger (normierbar auf 1)

woraus sich die Anzahl n_d der aktuell nutzbaren Subkanäle für eine Modifikation des aktuellen Sendedatenvektors \mathbf{d} ergibt gemäß

$$10 \quad n_d = |\{i : p_i > 0\}| \quad (6)$$

und woraus sich ein variables Signal-zu-Rausch-Verhältnis ergibt gemäß

$$SNR_k^{WF} = \frac{\lambda_i \cdot P_i}{\sigma_n^2} \quad (7)$$

15 Für die technische Umsetzung der optimal-rangadaptiven Unterstützung aller Subkanäle $P_i > 0$ nach dem Water-Filling-Prinzip WF werden zunächst die Werte P_i wie oben beschrieben bestimmt. Unterstützt werden nur die Datenströme, für die gilt $P_i > 0$. Prinzipiell hat der Übertragungskanal jetzt für jeden unterstützten Datenstrom die Eigenschaften des weiß verrauschten
20 AWGN-Kanals. Allerdings ist das resultierende Signal-zu-Rausch-Verhältnis gemäß Gleichung (7) in den einzelnen Datenströmen unterschiedlich, weil die beiden Faktoren λ_i und P_i jeweils unterschiedlich ausfallen können. Insbesondere hängen die P_i von der maximalen Sendeleistung ab. Zumeist werden bei niedriger Sendeleistung nur wenige Datenströme bzw. Subkanäle
25 benutzt. Um die dabei verfügbare Kapazität optimal auszunutzen, müssen die Signaldaten in jedem Subkanal mit einer jeweils angepassten Modulation und Kodierung übertragen werden, wodurch sich in jedem Strom auch eine andere

Übertragungsrate ergibt (siehe **Figur 3**). Dadurch ist der Signalisierungsaufwand relativ hoch, weil sich aufgrund der schnellen Änderungen der Kanalmatrix **H** letztlich immer auch Änderungen für die SNR_k^{WF} ergeben und folglich die Modulation und Kodierung in allen Subkanälen individuell immer wieder neu angepasst werden muss. Andererseits wird die verfügbare Kapazität so optimal ausgenutzt, das heißt, die resultierende Übertragungsrate ist unter allen Umständen maximal.

Alternativ kann auch vorgesehen sein :

VI) Wahl der Subkanalleistungen P_i gemäß

b) mit einer suboptimal-rangadaptiven Unterstützung aller Subkanäle nach dem adaptiven Kanalinversionsprinzip ACI mit $\mathbf{DQ} = \mathbf{I}$ mit \mathbf{I} = Einheitsmatrix für eine komplette Interferenzbefreiung gemäß

$$P_i = \frac{1}{\lambda_i}, \quad (8)$$

wobei die Anzahl n_d der aktuell nutzbaren Subkanäle für eine Modifikation des aktuellen Sendedatenvektors **d** so gewählt wird, dass die spektrale Effizienz **K** der Übertragung maximal wird, und sich ein konstantes Signal-zu-Rausch-Verhältnis ergibt gemäß

$$SNR_k^{ACI} = \frac{P_{ges}}{\sigma^2 \sum_{i=1}^{n_d} \frac{1}{\lambda_i}} \quad (9)$$

Bei der suboptimal-rangadaptiven Unterstützung aller Subkanäle nach dem adaptiven Kanalinversionsprinzip ACI wird nun willkürlich $P_i = 1/\lambda_i$ gesetzt. Dadurch ist das SNR_k^{ACI} für alle Datenströme gleich. Allerdings gilt dann $\gamma \neq 1$.

Offensichtlich hängt die Übertragungsqualität empfindlich davon ab, wie viele Datenströme parallel übertragen werden sollen. Hierfür muss ausgehend von der maximal verfügbaren Sendeleistung ein Optimum gefunden werden, so dass der Datendurchsatz maximal ist.

VII) Wahl des optimalen Kodier- und Modulationsverfahrens ausgehend von dem ermittelten Signal-zu-Rausch-Verhältnis SNR_k^{WF} oder SNR_k^{ACI} unter Vorgabe einer einzuhaltenden Bitfehlerrate BER, wobei

5

im Fall a) der optimal-rangadaptiven Kanalunterstützung für jeden der n_d aktiven Subkanäle jeweils das optimale Kodier- und Modulationsverfahren gewählt wird oder

10

im Fall b) der suboptimal-rangadaptiven Kanalunterstützung für alle n_d aktiven Subkanäle ein gemeinsames Kodier- und Modulationsverfahren gewählt wird.

15

In beiden Fällen a) und b) kann ein einfaches Verfahren angegeben werden, wie die beste Kombination aus Raum-Zeit-Kodierung und räumlicher Signalverarbeitung gefunden werden kann. Dabei wird ausgenutzt, dass ausgehend von der Kenntnis von \mathbf{H} bereits am Sender die zu erwartende Signalqualität nach der Signalverarbeitung am Empfänger vorhergesagt werden kann. Insbesondere können auch Verfahren aus der optischen OFDM-Technik angewendet werden, bei der die Leistungsverteilung auf unterschiedliche Frequenzen - im Gegensatz zum MIMO-Verfahren mit seiner raumabhängigen Leistungsverteilung – zu optimieren ist.

20

25

30

Bei der optimal-rangadaptiven Kanalunterstützung nach dem Water-Filling-Prinzip gemäß Fall a) ist die Leistungsverteilung und die Zahl der benutzten Datenströme vorab bekannt. Damit sind auch die Werte von SNR_k^{WF} bekannt. Es muss also nur für jeden Datenstrom das Modulations- und Kodierverfahren herausgesucht werden, das mit der verfügbaren Einzelsendeleistung gerade noch fehlerfrei übertragen werden kann. Es wird also die Übertragungsrate im einzelnen Datenstrom maximiert. Hierfür kann eine Liste erstellt werden, welches SNR für ein bestimmtes Modulations- und Kodierverfahren benötigt wird, um eine bestimmte Bitfehlerrate garantieren zu können. Die Werte von

SNR_k^{WF} werden dann jeweils mit den Werten in dieser Liste verglichen und von den möglichen Verfahren wird in jedem Datenstrom das mit der höchsten spektralen Effizienz ausgewählt. Die getroffene Auswahl muss auch dem Empfänger bekannt sein. Im Prinzip könnte diese Auswahl völlig unabhängig
 5 ein zweites Mal am Empfänger erfolgen, der prinzipiell über dieselbe Kanalkennntnis verfügt. Zur Sicherheit sollte die am Sender getroffene Auswahl aber auch über einen Signalisierungskanal zum Empfänger übertragen werden, weil die Kanalschätzung an Sender und Empfänger z.B. aufgrund von Rauschen und Gleichkanalstörungen unterschiedlich fehlerbehaftet sein kann.

Bei der suboptimal-rangadaptiven Unterstützung aller Subkanäle nach dem adaptiven Kanalinversionsprinzip ACI gemäß Fall **b)** ist das SNR_k^{ACI} in allen Datenströmen gleich, d.h. es kann in allen Datenströmen das gleiche Modulations- und Kodierverfahren verwendet werden. Insbesondere können
 15 die Datenströme aus einer gemeinsam kodierten und modulierten Quelle stammen, was den Systemaufbau deutlich vereinfacht (siehe hierzu **Figur 4**). Für diese Vereinfachungen muss allerdings eine etwas niedrigere Übertragungsrate in Kauf genommen werden. Allerdings bleibt die optimale Kombination aus dem gewählten Modulations- und Kodierverfahren und der
 20 Anzahl der Datenströme noch aufzufinden. Hierzu kann eine Tabelle erstellt werden, welche Leistung zur Unterstützung eines bestimmten, allen Datenströmen gemeinsamen, Modulations- und Kodierverfahrens, das durch seine spektrale Effizienz K (pro 1 Hz übertragbare Datenmenge je Sekunde) gekennzeichnet ist, im AWGN-Kanal benötigt wird, ohne eine bestimmte
 25 Bitfehlerrate zu überschreiten. Abhängig von der Anzahl der Datenströme n_d

würde sich nun das Rauschen um den Faktor $\sum_{i=1}^{n_d} \frac{1}{\lambda_i}$ erhöhen. Aus dem

Vergleich mit der maximal verfügbaren Gesamtleistung werden aus einer Tabelle für die erforderlichen Sendeleistungen als Funktion von n_d und K zunächst die Kombinationen aus n_d und K ausgewählt, die mit der maximalen

Sendeleistung realisierbar sind. Aus dieser Untermenge wird dann die Kombination mit der modifizierten höchsten spektralen Effizienz $n_d \cdot K$ ausgewählt. Auf diese Weise wird die Übertragungsrate maximiert.

- 5 Beide Systeme mit einer optimalen oder suboptimalen rangadaptiven Anpassung der genutzten Subkanäle sind prinzipiell außerordentlich adaptiv in Bezug auf beliebige Kanalrealisierungen und können in jedem Kanal nahezu bis an die jeweils theoretisch mögliche Kapazität gelangen, weil die Übertragungsrate maximiert wird. Dabei sind singuläre Kanäle ausdrücklich eingeschlossen. Gleichzeitig können die Fluktuationen in der Sendeleistung unterdrückt werden, die normalerweise bei senderseitiger Vorverarbeitung erzeugt werden. Dafür treten dann aber Fluktuationen in der Übertragungsrate auf, die aufgrund der statistischen Natur des Funkkanals zwangsläufig in Kauf genommen werden müssen. Das sollte aber gerade für Datenanwendungen
10 unproblematisch sein. Aufgrund der stabilen Sendeleistung kann man
15 kostengünstige und energieeffiziente Verstärker einsetzen.

In der vorhergehenden allgemeinen Beschreibung wurde bereits Bezug auf die Figuren genommen. Im Folgenden werden die erwähnten **Ausbildungs-**
20 **formen** des erfindungsgemäßen Signalverarbeitungsverfahrens anhand der schematischen Figuren noch einmal im direkten Zusammenhang erläutert. Dabei zeigt die :

- 25 **Figur 1** das Water-Filling-Prinzip aus dem Stand der Technik,
Figur 2 die prinzipielle Systemstruktur für das Signalverarbeitungsverfahren nach der Erfindung,
Figur 3 die Systemstruktur für das Signalverarbeitungsverfahren nach der Erfindung mit einer optimal-rangadaptiven Unterstützung der Subkanäle,

Figur 4 die Systemstruktur für das Signalverarbeitungsverfahren nach der Erfindung mit einer suboptimal-rangadaptiven Unterstützung der Subkanäle,

Figur 5 in einem Diagramm die Bitfehlerrate als Funktion des Quotienten aus Sende- und Rauschleistung an einer Empfangsantenne und

Figur 6 in zwei Diagrammen die ohne Kanalkodierung realisierbare spektrale Effizienz nach dem sub-optimalen ACI-Verfahren im Vergleich zur optimalen Waterfilling-Kapazität.

Die **Figur 1** aus dem Stand der Technik zeigt die Leistungsverteilung beim Water-Filling-Prinzip in einem zufälligen Rayleighkanal mit vier Sendern und vier Empfängern ($n_T=n_R=4$). Im oberen Diagramm ist die Summe aus Sendeleistung P (schraffiert) und Rauschleistung N (schwarz) gezeigt, die für die unterstützten Subkanäle $C\#$ (1...4) gleich einer Konstanten, dem sogenannten "Füllstand" μ sein muss. Von dieser Konstante leitet sich auch die Bezeichnung „Water-Filling“ ab. Der Füllstand μ hängt von der maximal verfügbaren Sendeleistung ab. Im unteren Diagramm ist die resultierende Leistungsverteilung dargestellt. Der vierte Subkanal kann nicht unterstützt werden und wird folglich abgeschaltet. Es ist aus der Sicht der Summenkapazität günstiger, die vorhandene Leistung nur auf drei Eigenvektoren zu verteilen. Die effektive Dimension des Signalraums reicht für den vierten Datenstrom (in der Terminologie äquivalent mit Subkanal) nicht aus. Dabei ist die Leistungsverteilung auf die drei Subkanäle fest vorgegeben. Die aufgrund des pro Subkanal gewählten Modulations- und Kodierverfahrens jeweils nicht genutzte Sendeleistung in den einzelnen Subkanälen würde somit verloren gehen. Die ungenutzte Sendeleistung kann jedoch auch auf andere Kanäle umverteilt werden, um dort ggf. eine Modulation mit höherer spektraler Effizienz einsetzen zu können. Dabei wird bevorzugt so vorgegangen, dass zunächst die gesamte ungenutzte Leistung in einem Pool aufgefangen wird. Anschließend wird die Leistung im Pool benutzt, um die spektrale Effizienz in

einzelnen Kanälen zu erhöhen. Dabei kann berechnet werden, wie viel Leistung jeder Kanal brauchen würde, um die spektrale Effizienz um eine Stufe zu erhöhen. Dabei werden auch vorher bereits abgeschaltete Kanäle mit einbezogen. Der Kanal mit der geringsten Leistungsanforderung, also mit den
5 niedrigsten Kosten, wird bei der Leistungsvergabe bevorzugt. Dieses "least-cost"-Verfahren wird so lange wiederholt, bis die Leistung im Pool nicht mehr ausreicht, um die spektrale Effizienz zu erhöhen.

10 In der **Figur 2** ist die prinzipielle Struktur eines adaptiven Übertragungssystems zur Realisierung des Signalverarbeitungsverfahrens nach der Erfindung dargestellt. Zu erkennen sind die wesentlichen Charakteristika des beanspruchten Verfahrens. Zunächst ist die Kenntnis der Kanalinformationen CI auf der Sendeseite T und der Empfangsseite R erforderlich. Des weiteren ist die Singulärwertzerlegung SVD auf beiden Seiten des Übertragungskanal nach bzw.
15 vor der adaptiven Raum-Zeit-Kodierung bzw. -Dekodierung (ASTC bzw. ASTD) angedeutet durch eine Aufteilung der seriellen Daten SD in eine Anzahl n_d von Datenströmen DS_1, \dots, DS_{n_d} , die aufgrund der SVD korrekt in n_d parallele Subkanäle eingekoppelt werden. Dabei ist die Anzahl n_d der aktuell genutzten Subkanäle in Abhängigkeit von der veränderlichen Kanalmatrix H variabel. Die
20 Ermittlung des optimalen n_d erfolgt durch eine ständig wiederholte, leistungsabhängige Überprüfung der Übertragungsqualität der einzelnen Subkanäle, die zu einer Abschaltung oder Zuschaltung einzelner Subkanäle führt. Die Verwendung des Begriffes „adaptiv“ ist hier in der Bedeutung „rangadaptiv“ bezüglich der Kanalmatrix H zu verstehen, deren Rang n_d
25 abhängig ist von den aktuellen Ausbreitungsbedingungen im Funkkanal und auch von den Eigenschaften der verwendeten Antennen. Die Information der n_d genutzten Subkanäle kann zusätzlich zur Empfangsseite übertragen werden. Auf der Empfangsseite sollte zwar unabhängig vom Ergebnis auf der Sendeseite aufgrund der auch dort vorhandenen Kanalkenntnis dasselbe
30 Nutzungsergebnis auftreten. Durch Ungenauigkeiten in der Kanalschätzung ist

aber eine zusätzliche Übertragung über einen Signalisierungskanal zum Empfänger sinnvoll.

5 Vor der Funkübertragung wird der Datenvektor \mathbf{d} , der sich aus n_d -Komponenten zusammensetzt, durch eine lineare Matrix-Vektor-Multiplikation MVM modifiziert. Dabei werden die linke unitäre Transformationsmatrix \mathbf{V} , die allgemeine Sendematrix \mathbf{Q} und ein Faktor γ eingeführt. Dieser dient der Beschränkung bzw. Konstanthaltung der maximal zu Verfügung stehenden Sendeleistung. Bei der Wahl von \mathbf{Q} gibt es keine Einschränkungen, außer
10 dass es sich um eine hermitisch positiv definite Matrix handeln muss. Sollen alle Subkanäle die gleiche Performanz aufweisen, ist \mathbf{Q} speziell als \mathbf{D}^{-1} zu wählen, wobei \mathbf{D} die durch die SVD bekannte Diagonalmatrix ist. Nach der Übertragung des Datenvektors \mathbf{d} erfolgt auf der Empfangsseite ebenfalls eine Modifikation des empfangenen Datenvektors \mathbf{d}' in Form einer einfachen
15 Matrix-Vektor-Multiplikation MVM. Auf der Empfangsseite R handelt es sich hierbei um die hermitesche, rechte unitäre Transformationsmatrix \mathbf{U}^H und den Faktor γ . Wiederum unter Kanalkennntnis CI erfolgt dann eine Zuordnung in die n_d einzelnen Subkanäle und Weiterleitung zu adaptiven Dekodierung ASTD und Signalausgabe SD.

20 In **Figur 3** ist die Struktur der adaptiven Raum-Zeitkodierung und -Dekodierung ASTC gemäß Figur 1 für das Signalverarbeitungsverfahren nach der Erfindung mit einer optimal-rangadaptiven Unterstützung aller Subkanäle $P_1 > 0$ nach dem Water-Filling-Prinzip WF dargestellt. Nach dem adaptiven Demultiplexing AD
25 der seriellen Daten SD auf der Sendeseite T wird für jeden Datenstrom $\mathbf{DS}_1 \dots \mathbf{DS}_{n_d}$, für den ein anderes Signal-zu-Rausch-Verhältnis SNR_k^{WF} ermittelt wurde, benötigt hier eine eigene Einheit für adaptives Kodieren- und Modulieren AE+M, die jeweils optimal auf das zu erwartende Signal-zu-Rauschverhältnis SNR_k^{WF} für diesen Datenstrom angepasst ist. Analoges gilt für
30 die Empfangsseite R mit einer Einheit für adaptives Demodulieren und

Dekodieren AD+D pro Datenstrom $DS_1..DS_{nd}$. Die Einheiten für das adaptive Demultiplexing und Multiplexing AD/AM müssen demnach unterschiedliche Symbolalphabete für jeden einzelnen Datenstrom unterstützen. Anhand der Vorgaben aus der Kanalinformation CI ist die Verteilung der spektralen Effizienz (bit/Symbol) auf die einzelnen Datenströme $DS_1..DS_{nd}$ frei einstellbar.

Die **Figur 4** zeigt die Struktur der adaptiven Raum-Zeitkodierung und –Dekodierung für das Signalverarbeitungsverfahren nach der Erfindung mit einer suboptimal-rangadaptiven Unterstützung aller Subkanäle nach dem adaptiven Kanalversionsprinzip ACI. Da hier das Signal-zu-Rauschverhältnis SNR_k^{ACI} für alle aktiven Datenströme $DS_1..DS_{nd}$ identisch ist, reicht eine gemeinsame adaptive Kodierung und Modulation AE+M auf der Sendeseite T aus. Da auch die Datenrate in allen Strömen $DS_1..DS_{nd}$ identisch ist, kann man für die Einheiten für das adaptive Demultiplexing und Multiplexing AE+M einfache Umschalter jeweils für das I- und Q-Signal (Real- und Imaginäranteil) verwenden. Im Encoder ist zusätzlich eine nachgeschaltete sample-and-hold Schaltung für beide Signale notwendig. Der Umschalter wird mit dem n_d -fachen Symboltakt angesteuert. Die gemeinsame Kodierung und Modulation AE+M erfolgt dann vor dem adaptiven Demultiplexing AD. Analog dazu erfolgt auf der Empfangsseite R nach dem adaptiven Multiplexing AM eine gemeinsame adaptive Dekodierung und Demodulierung AD+D der Datenströme $DS_1..DS_{nd}$. Insgesamt ist die Hardware-Implementierung der Raum-Zeit-Kodierung im Vergleich zum Signalverarbeitungsverfahren nach dem Water-Filling-Prinzip (siehe **Figur 3**) etwas einfacher, allerdings ist auch die Kapazität und damit die Summendatenrate für alle Datenströme $DS_1..DS_{nd}$ etwas niedriger.

In der **Figur 5** ist die mittlere Bitfehlerrate (average bit error rate) mit adaptiver Kanalversion bei festgehaltener Sendeleistung für verschiedene Anzahlen von Datenströmen (Kurvenparameter : # of data streams) für die Modulation QPSK ($K=2$ bps/Hz) über dem Signal-zu-Rausch-Verhältnis (total Tx power/noise at one antenna [dB]) dargestellt. Bei Verwendung einer

höherwertigen Modulation (z.B. M-QAM, $M=16$, $K=4$ bps/Hz) sehen die Kurven ähnlich aus, sind aber um ca. 6 dB nach rechts verschoben (etwa 3 dB je bps/Hz). Um eine bestimmte Bitfehlerrate zu gewährleisten (z.B. 10^{-5}), kann sowohl die Anzahl der Datenströme als auch das Modulationsverfahren
5 geändert werden. Die Entscheidung fällt dann für die Kombination, die bei der vorgegebenen Bitfehlerrate die höchste spektrale Effizienz ermöglicht. Diese gemeinsame Optimierung wird in dem Diagramm gemäß **Figur 6** durchgeführt.

Die **Figur 6** zeigt zwei Diagramme zum praktisch ohne Kanalkodierung
10 erzielbaren Durchsatz (Kreis-Kurve) im Vergleich zur theoretisch maximal realisierbaren spektralen Effizienz nach dem sub-optimalen adaptiven Kanalversions-Verfahren (ACI, durchgezogene Kurve) im Vergleich zum optimalen Waterfilling-Verfahren (WF, strichlierte Kurve) für einen Rayleighkanal (oberes Diagramm) und einen Ricekanal (unteres Diagramm). Aufgetra-
15 gen ist jeweils der mittlere Durchsatz (mean throughput [bps/Hz]) über dem Signal-zu-Rauschverhältnis P_{TX}/P_N [dB].

Im oberen Diagramm ist die mittlere spektrale Effizienz im Rayleighkanal ohne
20 Sichtverbindung für unkodierte adaptive Kanalversion gezeigt. Die Punkte geben den tatsächlichen Durchsatz an, gemittelt über 1000 zufällige Kanalrealisierungen. Die Anzahl der Datenströme n_d und die spektrale Effizienz der Modulation K wurden so gewählt, dass das Produkt aus beiden Größen maximal wird und trotzdem noch eine Bitfehlerrate von 10^{-5} erreicht wird.

25 Für das untere Diagramm gilt eine analoge Betrachtungsweise, jedoch für einen Rice-Kanal mit Sichtverbindung. Der Rice-Faktor κ beträgt 10 und beschreibt das Verhältnis der Leistungen aus der Sichtverbindung und aus Streusignalen. Das Signal für die Sichtverbindung bezieht sich auf eine willkürlich gewählte Konfiguration mit zwei zirkularen Arrays mit einem Radius
30 von 4λ , die in einer Ebene im Abstand von 70λ angeordnet sind (hierbei bezeichnet λ die Trägerwellenlänge des Signals). Im Vergleich zum Rayleigh-

Kanal hat der Ricekanal für kleine Sendeleistungen einen reduzierten Rang, was einen flacheren Anstieg bei allen Kurven im Bereich -15...10 dB verursacht. Die adaptive Kanal inversion ACI nach der Erfindung kann sich optimal auf solche Kanäle einstellen und erzielt einen angemessenen Durchsatz.

5

In beiden Diagrammen gemäß **Figur 6** fällt auf, dass die Kurven für den praktisch erzielbaren Durchsatz (Punkte) genau um 8 dB gegenüber der theoretisch mit der adaptiven Kanal inversion ACI möglichen spektralen Effizienz nach rechts verschoben sind. Das liegt an der völlig unkodierten Übertragung. Mit Hilfe z.B. einer Turbo-Codierung kann man einen Großteil dieser Einbuße wieder wettmachen (ca. 7 dB). Auf diese Weise kann man sehr nahe an die durchgezogene Kurve (Kapazitätsgrenze für die adaptive Kanal inversion ACI) gelangen. Allerdings ist die adaptive Kanal inversion ACI immer noch ein sub-optimales Verfahren (Vergleich mit der gestrichelten Kurve für Waterfilling WF), d.h. die gemeinsame Kodierung "kostet" einen Teil des theoretisch möglichen Datendurchsatzes.

10

15

Die kleinen Bilder in den beiden Diagrammen gemäß **Figur 6** zeigen, wie die adaptive Kanal inversion ACI die beiden Parameter n_d (Anzahl der genutzten Subkanäle) und K (spektrale Effizienz) im Mittel wählt, um einen optimalen Durchsatz zu erzielen. Für eine gegebene Kanalstatistik sind diese Kurven reproduzierbar.

20

25 Bezugszeichenliste

ACI	adaptive Kanal inversion
AD	adaptives Demultiplexing
AD+D	adaptives Demodulieren und Dekodieren
30 AE+M	adaptives Modulieren und Kodieren
AM	adaptives Multiplexing

	ASTC	adaptive Raum-Zeit-Kodierung
	ASTD	adaptive Raum-Zeit-Dekodierung
	BER	Bitfehlerrate
	CI	Kanalinformationen
5	D	Diagonalmatrix
	d	Datenvektor
	d'	empfangener Datenvektor
	DS	Datenstrom
	H	Kanalmatrix
10	K	spektrale Effizienz der Modulation
	MVM	Matrix-Vektor-Multiplikation
	N	Rauschleistung
	n_d	Anzahl der genutzten Subkanäle/Datenströme
	n_T	Anzahl Sendeantennen
15	n_R	Anzahl Empfangsantennen
	P	Sendeleistung
	Q	allgemeine Sendematrix
	R	Empfangsseite
	SD	serielle Daten
20	SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis
	SVD	Singulärwertzerlegung
	T	Sendeseite
	U	rechte unitäre Transformationsmatrix
	V	linke unitäre Transformationsmatrix
25	WF	Water Filling
	γ	Faktor zur Beschränkung von P
	μ	Füllstand

Verzeichnis der zitierten Druckschriften

- 5
- [1] G. D. Golden, C. J. Foschini, R.A. Valenzuela, P. W. Wolniansky
"Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-
time communication architecture," Electronics Letters, vol. 35, no. 1,
1999.
- 10
- [2] C. Chuah, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela, D. Chizhi, J. Ling and J.M.
Kahn, "Capacity Growth of Multi-Element Arrays in Indoor and Outdoor
Wireless Channels", Proc. of IEEE Wireless Commun. and Networking
Conf., Chicago, IL, Sept. 23-28, 2000.
- [3] R.S. Blum, J.H. Winters "On optimum MIMO with Antenna Selection",
IEEE Communications Letters, vol. 6, no. 8, 2002, pp. 322-324.
- 15
- [4] Seong Taek Chung, Angel Lozano, and Howard C. Huang "Approaching
Eigenmode BLAST Channel Capacity Using V-BLAST with Rate and
Power Feedback", Proc. IEEE VTC Fall 2001, Atlantic City, NJ, 7-11
October 2001
- [5] V. Jungnickel et al. "A MIMO WLAN based on Linear Channel
Inversion", IEE Coll. on MIMO Systems, 12. Dec. 2001

Patentansprüche

1. Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren zur robusten Parallelübertragung von digitalen Sendedatenströmen in regulären und singulären Funkkanälen eines Multiple-Input-Multiple-Output-Funkübertragungssystems (MIMO-System) mit n_T Sendeantennen und n_R Empfangsantennen mit einer rangadaptiven Anpassung der Datenübertragungsrate an die aktuell gesamtverfügbare Kanalkapazität unter Konstanthaltung der maximalen Sendeleistung P_{ges} als Summe aller Subkanalleistungen P_i mit $i = 1 \dots \min(n_T, n_R)$, wobei die bezüglich der Kanalmatrix \mathbf{H} rangadaptive Anpassung der Datenübertragungsrate an die aktuell verfügbare Kanalkapazität mittels einer fortlaufend an das aktuelle Kanalverhalten angepassten Variation von n_d aktuell benutzten Subkanälen und der spektralen Effizienz K des zumindest einen gewählten Kodier- und Modulationsverfahrens erfolgt, mit den zyklisch zu wiederholenden Verfahrensschritten :

I) Ermittlung der Kanalmatrix \mathbf{H} auf der Sende- und der Empfangsseite des MIMO-Systems gemäß

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

mit

\mathbf{y} = Empfangsvektor
 \mathbf{x} = Sendevektor
 \mathbf{n} = Rauschvektor

II) Singulärwertzerlegung $\text{SVD}(\mathbf{H}) = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H$ der bekannten Kanalmatrix \mathbf{H} mit dem maximalen Rang ($n_T \times n_R$) auf der Sendeseite und der Empfangsseite des MIMO-Systems zur Ermittlung der unitären Transformationsmatrizen \mathbf{U} und \mathbf{V} sowie der Diagonalmatrix \mathbf{D} mit den aus den Eigenwerten λ_i der Subkanäle abgeleiteten, geordneten Singulärwerten $\sqrt{\lambda_i}$ auf der linken Hauptdiagonalen

III) Modifikation des Sendedatenvektors \mathbf{x} auf der Sendeseite des MIMO-Systems durch eine lineare Matrix-Vektor-Multiplikation gemäß

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\gamma} \mathbf{V} \mathbf{Q} \mathbf{d} \quad (2)$$

mit $\gamma = \sqrt{\sum_{i=1}^{n_d} \frac{P_i}{P_{ges}}} =$ Verstärkungsfaktor zur Beschränkung der Gesamt-
 5 sendeleistung P_{ges} ,

mit \mathbf{V} = rechte unitäre Transformationsmatrix gemäß II)

mit \mathbf{Q} = diagonale Sendematrix mit den Werten $\sqrt{P_i}$ auf der linken
 Hauptdiagonalen und

mit \mathbf{d} = aktueller Sendedatenvektor mit der veränderlichen Länge
 10 $n_d \leq \min(n_T, n_R)$ aus der Unterstützung von n_d Subkanälen zur
 Parallelübertragung der Sendedatenströme

IV) Multiplikation des aktuell empfangenen Sendedatenvektors \mathbf{d}' auf der
 Empfangsseite des MIMO-Systems mit $\gamma \mathbf{U}^H$, woraus durch Einsetzen gemäß
 15 I) und II) folgt

$$\mathbf{d}^* = \gamma \mathbf{U}^H \mathbf{y} = \mathbf{D} \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{d} + \gamma \mathbf{U}^H \mathbf{n} \quad (3)$$

V) Ermittlung der n_d Komponenten d_k^* des aktuell empfangenen, modifizierten
 20 Sendedatenvektors \mathbf{d}^* nach IV) gemäß

$$d_k^* = \sqrt{\lambda_k \cdot P_k} \cdot d_k + \gamma \cdot \tilde{n}_k \quad (4)$$

mit $k = 1 \dots n_d$

VI) Wahl der Subkanalleistungen P_i gemäß

25

a) mit einer optimal-rangadaptiven Unterstützung aller Subkanäle $P_i > 0$ nach
 dem Water-Filling-Prinzip WF gemäß

$$P_i = \left(\mu - \frac{\sigma_n^2}{\lambda_i} \right)^+ \quad (5)$$

mit $(a)^+ = 0$ für $a = 0$ und $(a)^+ = a$ für $a \neq 0$

mit $\mu =$ Füllfaktor, der so gewählt wird, dass gilt $\sum_{i=1}^{n_d} P_i = P_{ges} \Rightarrow \gamma = 1$

5 mit $\sigma_n^2 =$ Rauschleistung am Empfänger (normierbar auf 1)

woraus sich die Anzahl n_d der aktuell nutzbaren Subkanäle für eine Modifikation des aktuellen Sendedatenvektors \mathbf{d} ergibt gemäß

$$n_d = |\{i : P_i > 0\}| \quad (6)$$

10 und woraus sich ein variables Signal-zu-Rausch-Verhältnis ergibt gemäß

$$SNR_k^{WF} = \frac{\lambda_i \cdot P_i}{\sigma_n^2} \quad (7)$$

oder

15 **b)** mit einer suboptimal-rangadaptiven Unterstützung aller Subkanäle nach dem adaptiven Kanalinversionsprinzip ACI mit $\mathbf{DQ} = \mathbf{I}$ mit $\mathbf{I} =$ Einheitsmatrix für eine komplette Interferenzbefreiung gemäß

$$P_i = \frac{1}{\lambda_i}, \quad (8)$$

20 wobei die Anzahl n_d der aktuell nutzbaren Subkanäle für eine Modifikation des aktuellen Sendedatenvektors \mathbf{d} so gewählt wird, dass die spektrale Effizienz K der Übertragung maximal ist, und sich ein konstantes Signal-zu-Rausch-Verhältnis in den Einzelkanälen ergibt gemäß

$$SNR_k^{ACI} = \frac{P_{ges}}{\sigma^2 \sum_{i=1}^{n_d} \frac{1}{\lambda_i}} \quad (9)$$

VII) Wahl des optimalen Kodier- und Modulationsverfahrens ausgehend von dem ermittelten Signal-zu-Rausch-Verhältnis SNR_k^{WF} oder SNR_k^{ACI} unter Vorgabe einer einzuhaltenden Bitfehlerrate BER, wobei

5 im Fall **a)** der optimal-rangadaptiven Kanalunterstützung für jeden der n_d aktiven Subkanäle jeweils das optimale Kodier- und Modulationsverfahren gewählt wird oder

10 im Fall **b)** der suboptimal-rangadaptiven Kanalunterstützung für alle n_d aktiven Subkanäle ein gemeinsames Kodier- und Modulationsverfahren gewählt wird.

2. Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren nach Anspruch 1 mit einer Wahl des optimalen Kodier- und Modulationsverfahrens gemäß Verfahrensschritt VII)a) durch einen numerischen Einzelvergleich der ermittelten Werte
15 SNR_k^{WF} für die aktuell aktivierten Subkanäle mit den SNR-Werten, die für ein bestimmtes Kodier- und Modulationsverfahren benötigt werden, das mit den aktuell verfügbaren Subkanalleistungen P_i die Einhaltung der vorgegebenen Bitfehlerrate BER ermöglicht.

20 3. Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren nach Anspruch 1 mit einer Wahl des optimalen Kodier- und Modulationsverfahrens gemäß Verfahrensschritt VII)b) durch einen numerischen Gesamtvergleich des ermittelten Werts SNR_k^{ACI} für alle aktuell aktivierten Subkanäle mit einem SNR-Werten, die für ein bestimmtes Kodier- und Modulationsverfahren benötigt werden, das mit der
25 maximalen Sendeleistung P_{ges} die Einhaltung der vorgegebenen Bitfehlerrate BER ermöglicht, wobei anhand der aktuellen, senderseitigen Singulärwertzerlegung eine Leistungserhöhung durch die Unterstützung der aktuell aktivierten Subkanäle einbezogen wird.

4. Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3 mit einer Übertragung der sendeseitig ermittelten aktuellen Anzahl n_d von aktivierten Subkanälen über einen Signalisierungskanal auf die Empfangsseite.

5 5. Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4 mit einer sendeseitig vorgelagerten Kompensation von statistischen Schwankungen in der maximalen Sendeleistung des MIMO-Systems.

10 6. Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5 mit einer Wahl der Sendekovarianzmatrix $Q = D^{-1}$ zur Anpassung aller aktuell aktiven Subkanäle an eine gleiche Performanz, wobei sich der Faktor γ

ergibt zu :

$$\gamma = \sqrt{\sum_{i=1}^{n_d} \frac{1}{\lambda_i}}$$

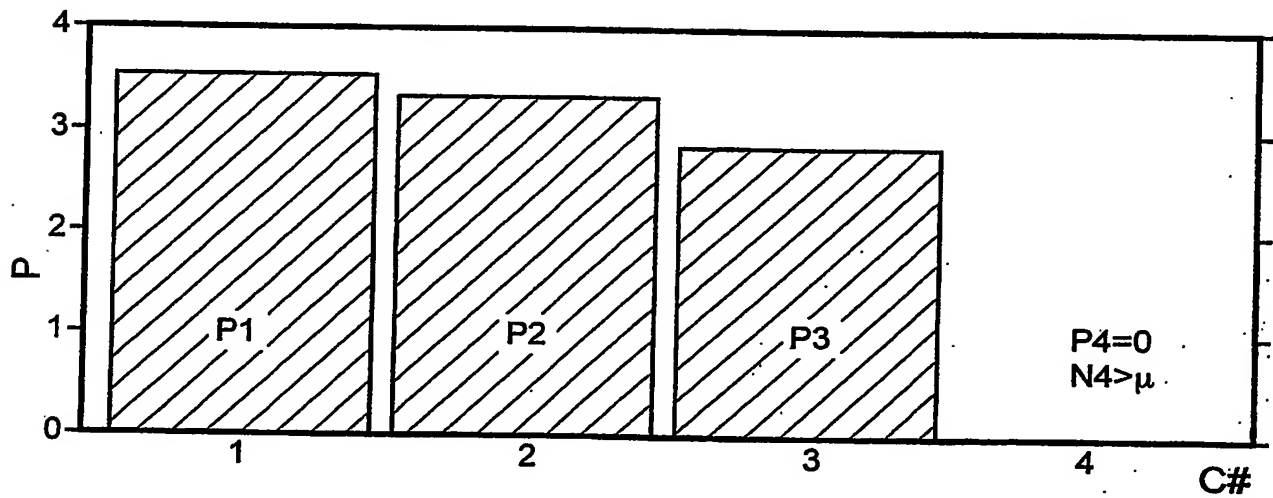
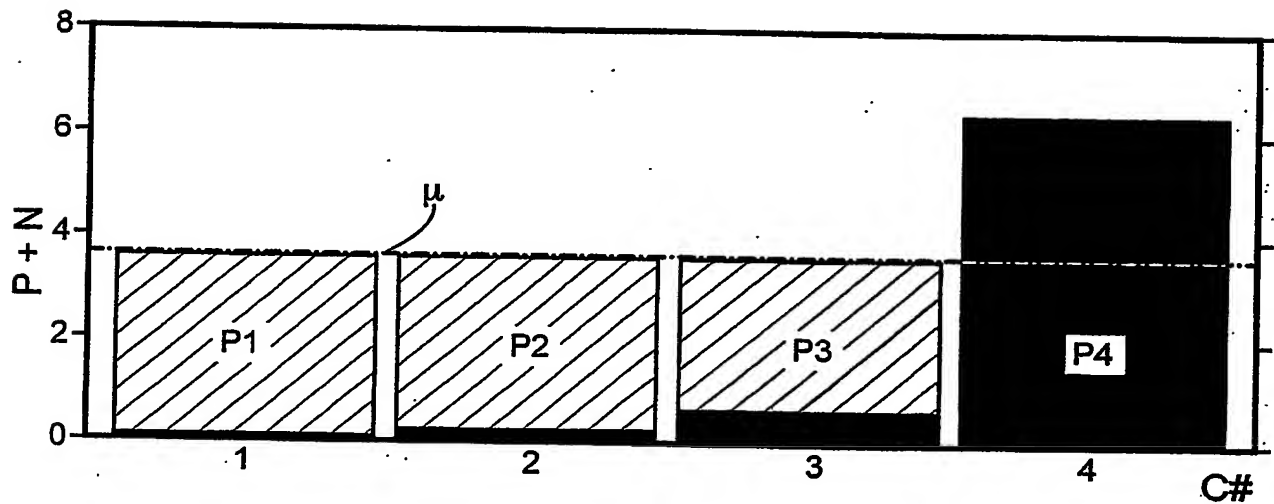
15 7. Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6 mit einem MIMO-System, das im Time-Division-Duplex-Übertragungsverfahren arbeitet.

20 8. Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 7 mit einem MIMO-System, bei dem die Kanalschätzung in der Aufwärtsstrecke für die Signalverarbeitung in der Abwärtsstrecke wiederverwendet wird und umgekehrt.

25 9. Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 8 mit einer senderseitig gemeinsam kodierten und modulierten Quelle für alle parallel zu übertragenden Datenströme.

30 10. Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 9 mit einer Zerlegung des Sende- und Empfangssignals mittels des bekannten OFDM-Verfahrens in mehrere Unterträgersignale, wobei für jedes Unterträgersignal das bidirektionale Signalverarbeitungsverfahren ausgeführt wird.

1/6



prior art

Fig.1

2/6

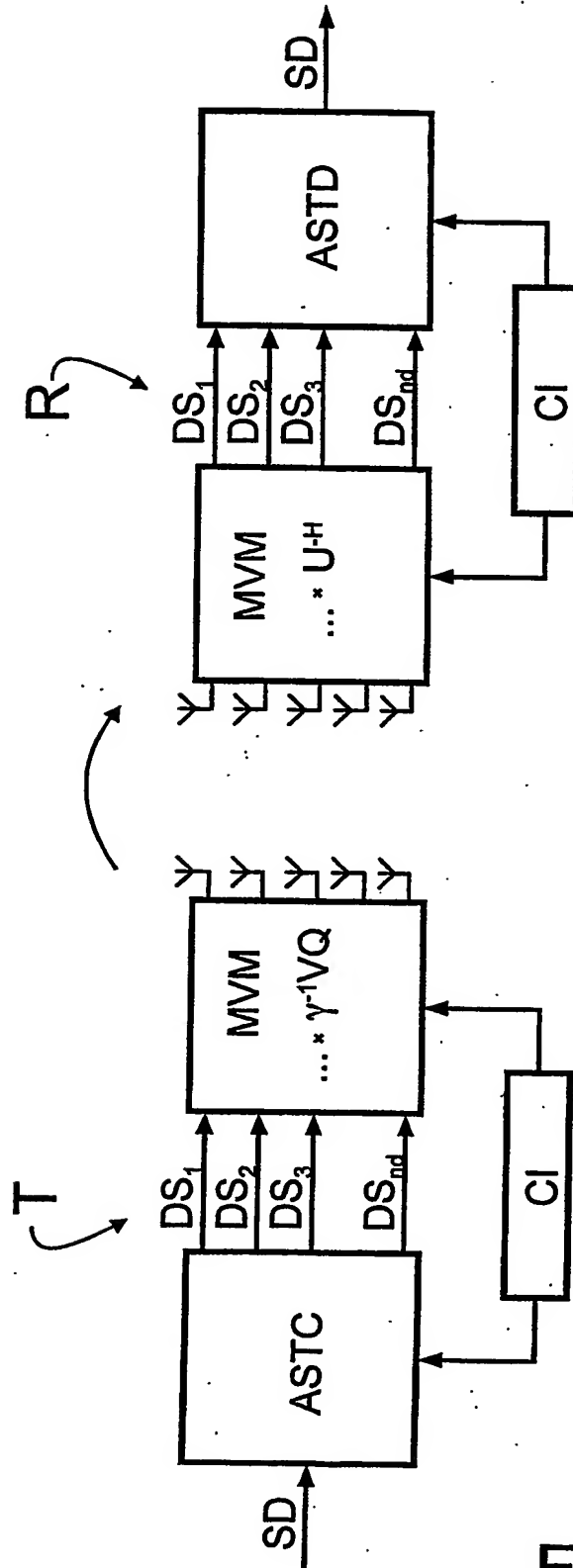


Fig.2

3/6

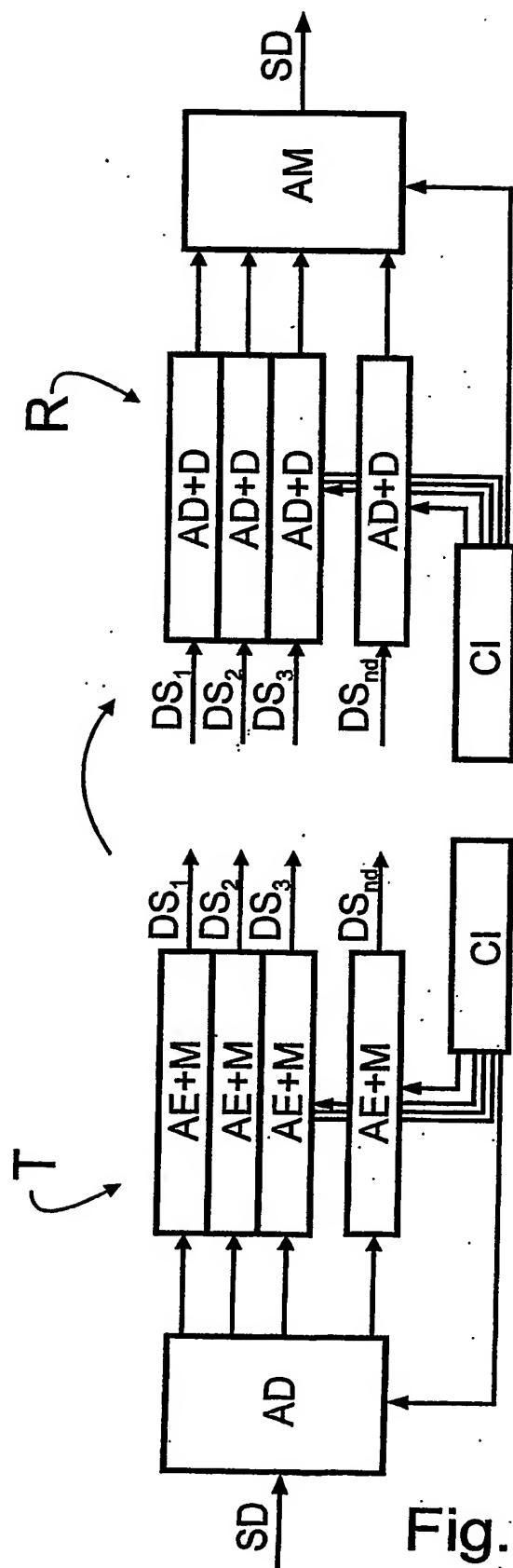


Fig.3

4/6

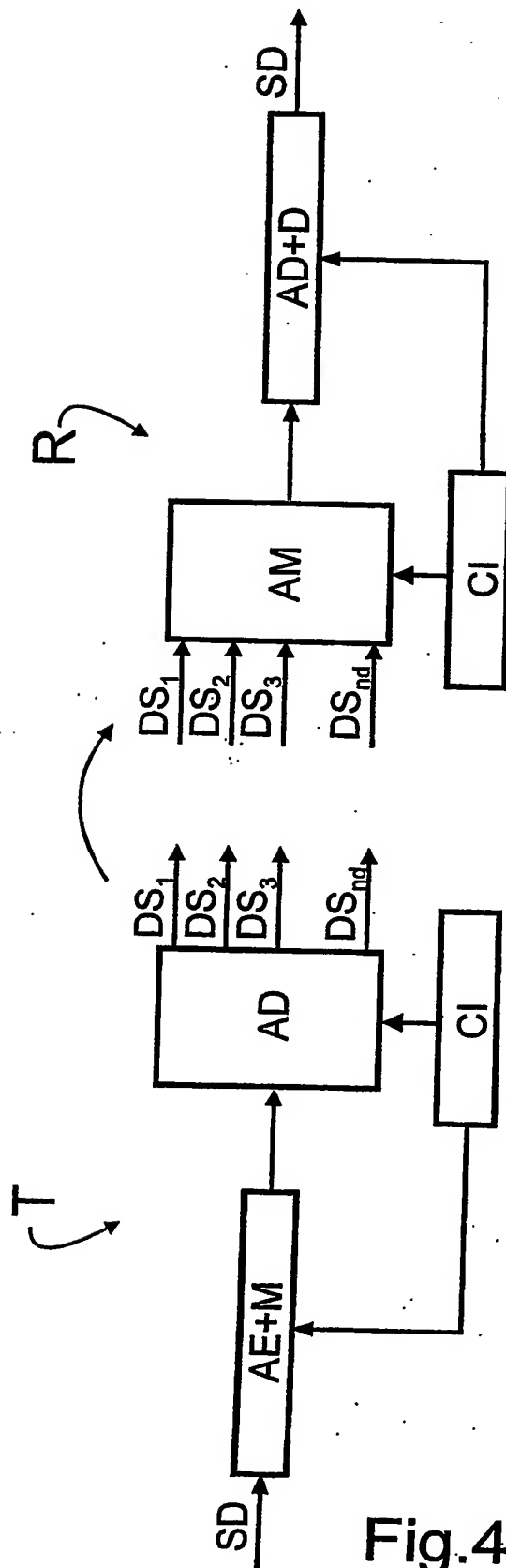


Fig.4

5/6

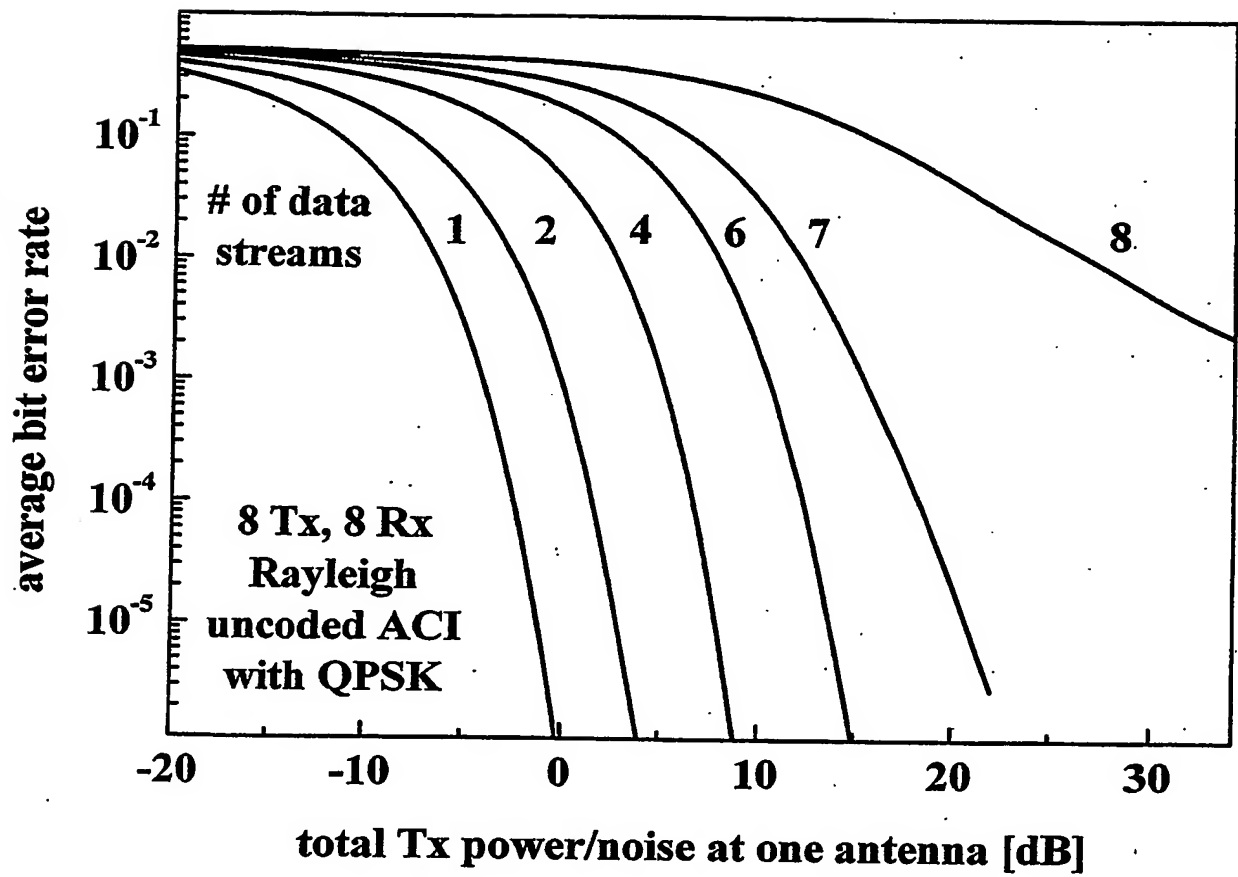


Fig.5

6/6

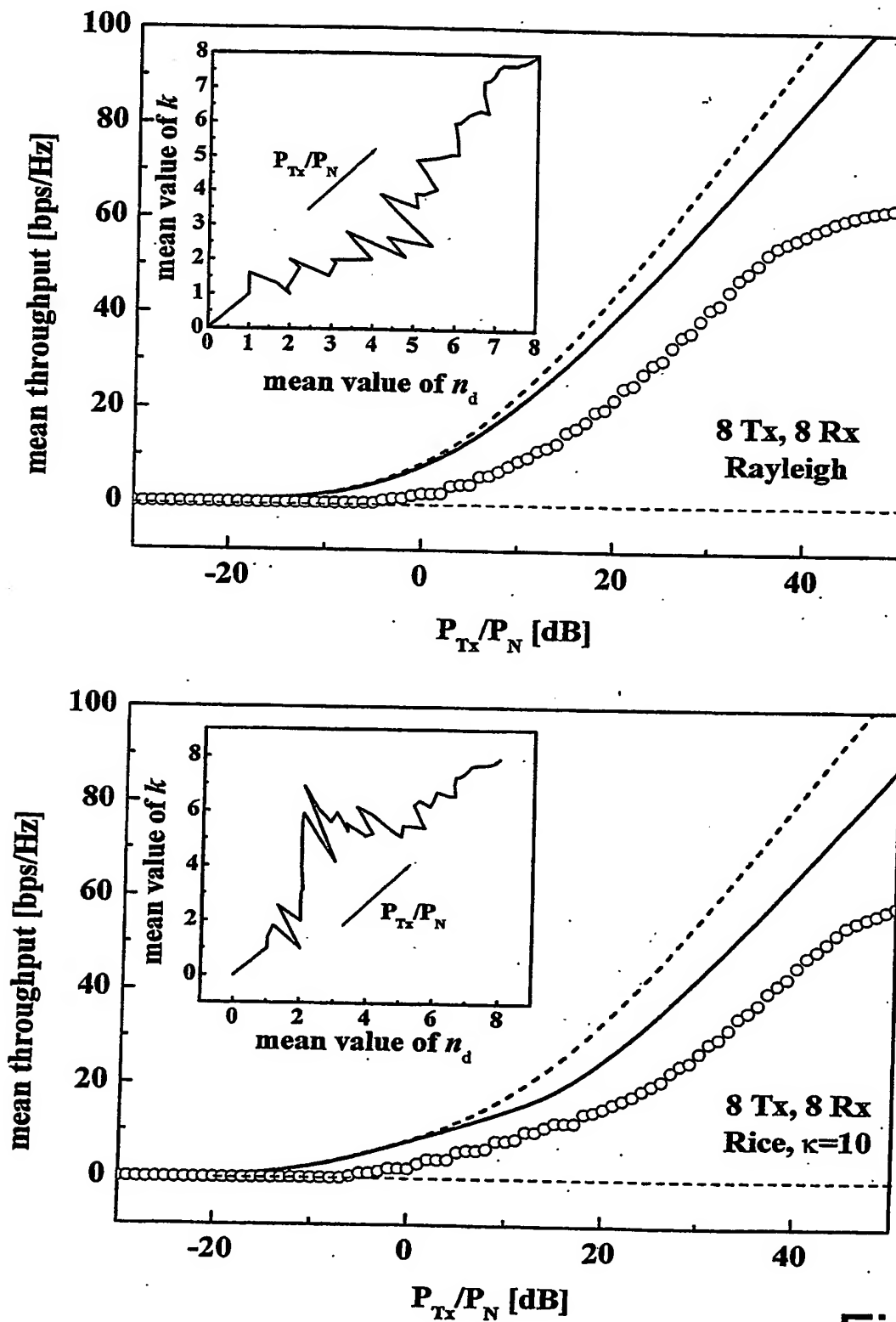


Fig.6

Zusammenfassung

Bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren für ein MIMO-System mit 5 einer rangadaptiven Anpassung der Datenübertragungsrate

Die Erfindung bezieht sich auf ein bidirektionales Signalverarbeitungsverfahren zur Parallelübertragung von digitalen Sendedatenströmen in einem MIMO -
10 System. Bekannte Verfahren erzeugen in singulären Übertragungskanälen meist hohe Bitfehlerraten. Bei dem rangadaptiven Signalverarbeitungsverfahren nach der Erfindung wird deshalb für eine robuste Datenübertragung auch in singulären Funkkanälen, ausgehend von einer sende- und empfangsseitigen Kanalkennntnis (CI) und Modifikation des Datenvektors ($\Sigma DS_1...DS_{nd}$) durch
15 eine lineare Matrix-Vektor-Multiplikation (MVM) unter Einführung eines Faktors γ zur Beschränkung der maximalen Sendeleistung, die Anzahl n_d der aktiven Subkanäle ($DS_1...DS_{nd}$) in Abhängigkeit vom aktuellen Kanalverhalten (CI) variiert. Die maximale Sendeleistung wird dann nur auf die aktuell aktivierten Subkanäle ($DS_1...DS_{nd}$) verteilt, sodass keine Sendeleistung ungenutzt bleibt.
20 Eine weitere Optimierung der Subkanalanzahl n_d findet bei der Auswahl der Modulations- und Kodierverfahren (ASTC, ASTD) statt. Bei der optimalen Rangadaption nach dem Water-Filling-Prinzip wird jedem Subkanal eine andere Leistung zugeteilt. Entsprechend wird für jeden Datenstrom ein anderes Modulations- und Kodierverfahren ausgewählt. Bei der suboptimalen
25 Rangadaption nach dem Kanalversionsprinzip haben alle Subkanäle gleiche Leistung, sodass die Datenströme in einer gemeinsamen Quelle moduliert und kodiert werden können.

Figur 2

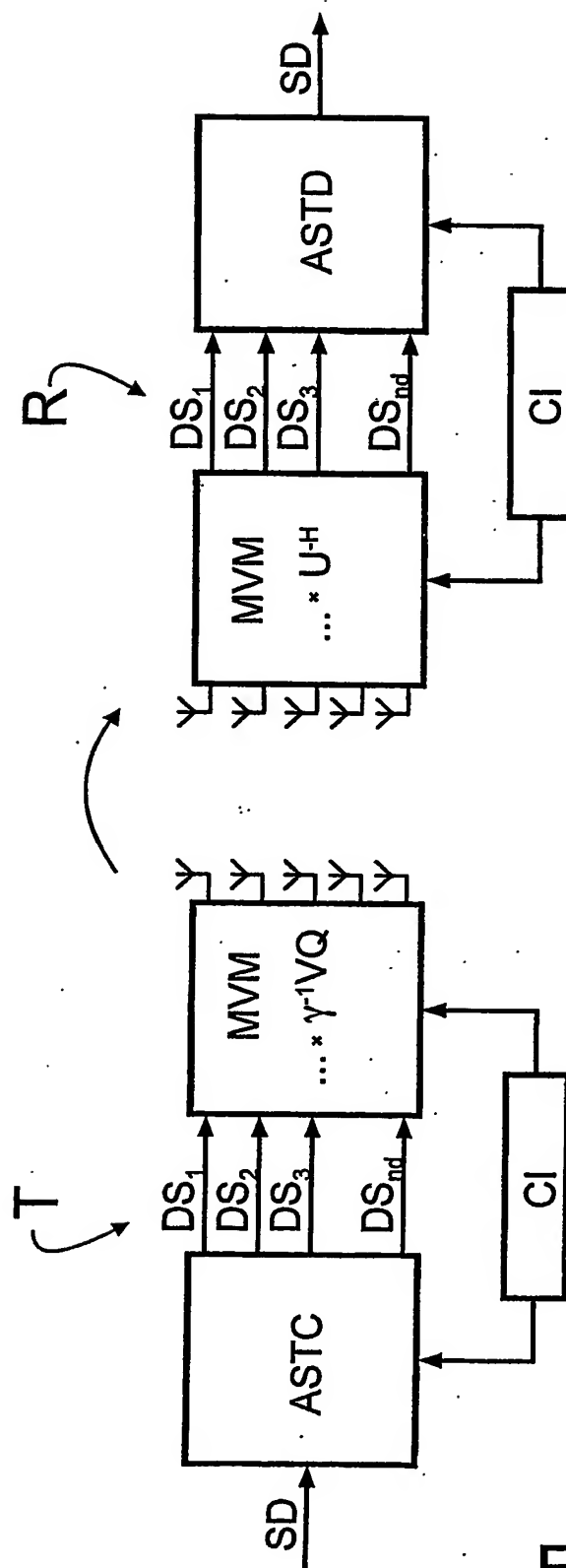


Fig.2